モデルヘリコプタの制御実験環境構築

長岡技術科学大学　機械創造工学課程　　佐藤 郁弥

2007 年 10 月 4 日

1　はじめに

1.1　研究背景

RC ヘリコプタは他の航空機と異なり，垂直上昇や垂直下降，ホバリングなど低速度・低高度飛行が可能である．また，RC ヘリコプタは小型で持ち運びがしやすい為，農薬の散布や航空写真の撮影など多岐にわたって使用される．しかし，RC ヘリコプタは複雑な機構を持ち不安定な動特性を持っている為，制御することが困難な対象である．そこで，RC ヘリコプタを制御対象とし，様々な制御理論を実装するプラントとして制御環境を構築することが出来れば後の制御研究に大いなる貢献が出来ることになる．

1.2　本研究の目的

本研究は，RC ヘリコプタを 3 軸制御する為の制御実験環境の構築を目的としている．

2　RC ヘリコプタ

2.1　推力変化とスウォッシュ・プレート

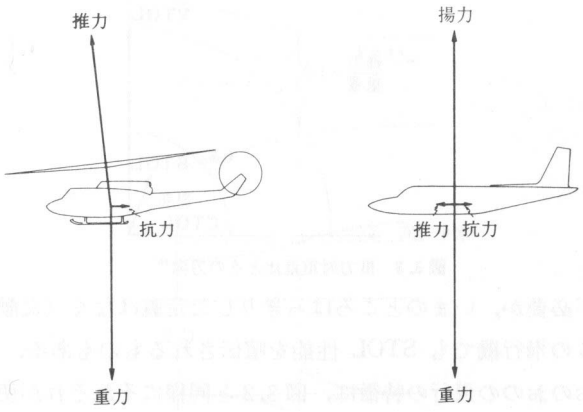

Fig. 1　ヘリコプタと飛行機の力の釣合い

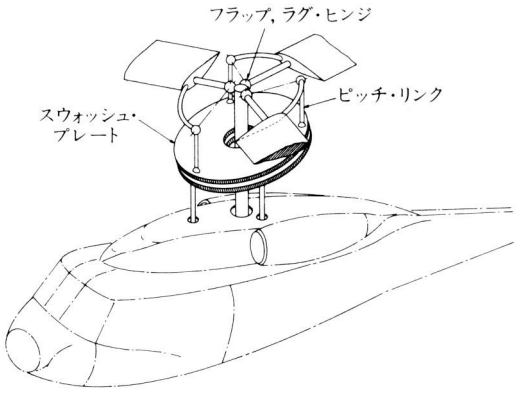

Fig. 2　スウォッシュ・プレート

ヘリコプタは，プロペラやジェット・エンジンの水力を水平方向に働かせて飛行する飛行機と違い，ロータを上向きにし，その推力で機体の重量を支えて飛行する．(Fig.1) よって，ヘリコプタでは上下の移動や経路角変更は，おもに推力変化によって行われる．

その推力変化は，ロータの垂直方向の角度（ピッチ角）や回転面の傾きを調整することによって行い，その調整を Fig.2 のようなスウォッシュ・プレートによって行う．

さらに詳しく説明すると，ロータの垂直方向の角度（ピッチ角）とは，Fig.2 のスウォッシュ・プレートを上下に移動させる事で，これにより翼の迎え角が増え推力が増える．

そして，スウォッシュ・プレート回転面の傾きを変えると，ロータの位置で推力が変化する．例えば，機体に対してスウォッシュ・プレートを前に傾けると，スウォッシュ・プレートが水平な時に比べて機体前側の推力が減り，機体後側の推力が増える．このように機体の前後で推力を変化させてヘリコプターは前後に移動する．

2.2　反トルク効果について

ヘリはロータを回転させ，揚力を生み出して飛行している．この時，ロータのトルクの反作用により，機体をロータの回転方向と逆方向に回すモーメントが発生する．この事を反トルク効果と言う．この反トルクを打ち消すために，一般的なシングルロータのヘリ (Fig.3) は，テールに備えたメインロータとは別のローターにより横向きの推力を生み出し，この推力によるモーメントで打ち消す．

Fig. 3　シングルロータ

2.3　安定性

安定性には，通常静的な安定と動的な安定の２つが考えられるが，いずれもヘリコプタは飛行機に比べ劣っている．その原因の主要なものは，ロータが前進飛行時迎角変化に対して静的安定性を持たないこと，および，機体の速度変化に対し，重心まわりのモーメントが常に連成することにある．

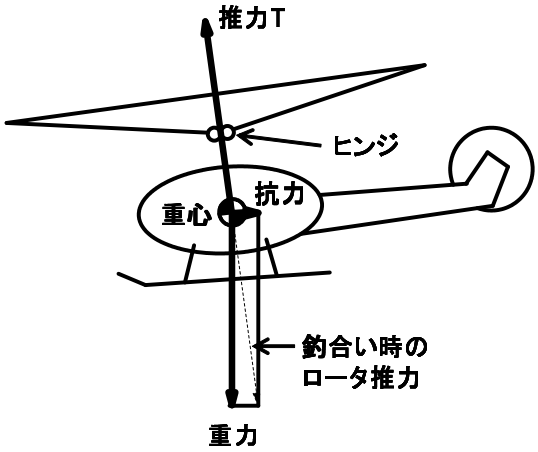

Fig. 4　釣合い状態

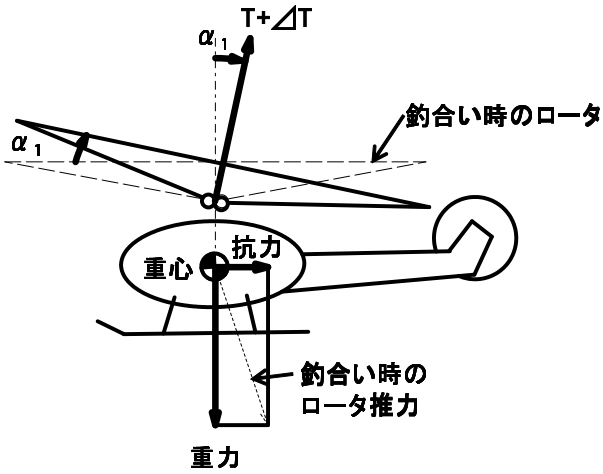

Fig. 5　頭上げによって迎角が増えた状態

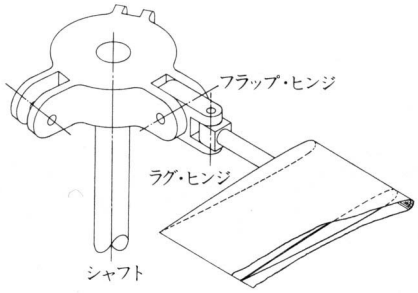

Fig. 6　フラップ・ヒンジとラグ・ヒンジ

先ず，迎角静安定の影響について考える．今，Fig.4 のように釣合い飛行しているヘリコプタを考える．図では，推力

が重心に働く重力と抗力とに釣り合っている状態を示している．この時，何らかの原因で機体が頭上げ運動を行い，機体の迎角が変化したとしよう．この時，Fig.6 のような関節型ロータの特徴は，推力が正面方向に ΔT だけ増加するだけでなく，ロータ面が後方に傾くことである．

Fig.5 では，推力の傾く角を $\Delta\alpha_1$ で示したが，この結果，推力の作用線は重心を通らなくなり，頭上げモーメントが発生する．このようにヘリコプタでは，迎角増加によって発生するモーメント変化がさらに迎角を増加させる向きに作用し，迎角静安定性は存在しない．

一方，速度が増加しても推力の方向は後方に傾く．このため，速度変化によってモーメント変化（姿勢および角速度変化）が連成する運動は，ヘリコプタに特徴的な運動の１つで，ほとんどの場合不安定となる．

2.4　ヨー軸運動

RC ヘリのヨー軸運動方程式は Fig.7 から以下のようになる．

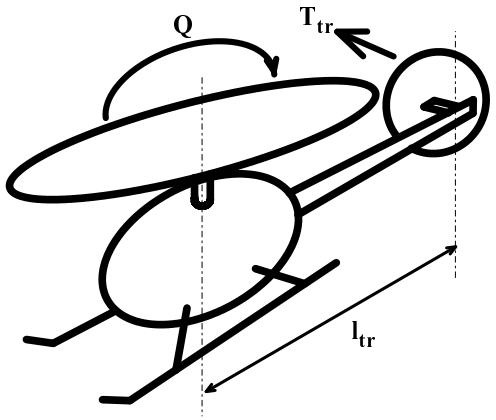

Fig. 7　ヨー軸運動

$$I_{yf}\ddot{y}_f = l_{tr}\cdot T_{tr} - Q \tag{1}$$

I_{yf}：機体のヨーイング慣性モーメント $[kgm^2]$
$\ddot{y}_f$：ヨー軸角加速度 $[rad/s^2]$
l_{tr}：ヨー軸とテイル・ロータ推力との距離 $[m]$
T_{tr}：テイル・ロータ推力
Q：メイン・ロータ・トルク $[Nm]$

式 (1) を変形していくと最終的に

$$I_{yf}\ddot{y}_f = \frac{2}{3}C_{Ltr}R_{tr}^3 n^2\Omega^2 l_{tr}\theta_y - C_{Ltr}R_t^2 n\Omega l_{tr}^2\dot{y} \tag{2}$$

R_{tr}：テイル・ロータ半径 $[m]$
n：メイン・ロータとテイル・ロータ間の減速比
l_{tr}：ヨー軸とテイル・ロータ推力との距離 $[m]$
Ω：メインロータ回転角速度 $[rad/s]$
θ_y：テイル・ロータス・ウォッシュプレートの位置 $[rad]$
$C_{Ltr} = 1/2\cdot\rho a_{tr}c_{tr}$

が得られる．この式 (2) には測定不可能なパラメータを含んでいる．よって，同定によってヨー軸運動のモデルを得るようにした．

しかし，未知のパラメータを変数で定義すると状態空間表現は

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a_0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix}\theta_y \\ \psi_y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3}$$

となり，この式 (3) を伝達関数表現にすると $G_y(s) = C(sI - A)^{-1}B$ より

$$G_y(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} s & -1 \\ 0 & s - a_0 \end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \frac{1}{s} & \frac{1}{s(s-a_0)} \\ 0 & \frac{1}{(s-a_0)} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & \frac{1}{s(s-a_0)} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$= \frac{b_0}{s(s + a_0)} \tag{7}$$

となって 2 次系である事が分かる．

3　ヨー軸運動のシステム同定とパラメータフィッティング

3.1　周波数応答法

安定な線形システム $G(s)$ を考える．(Fig.8)

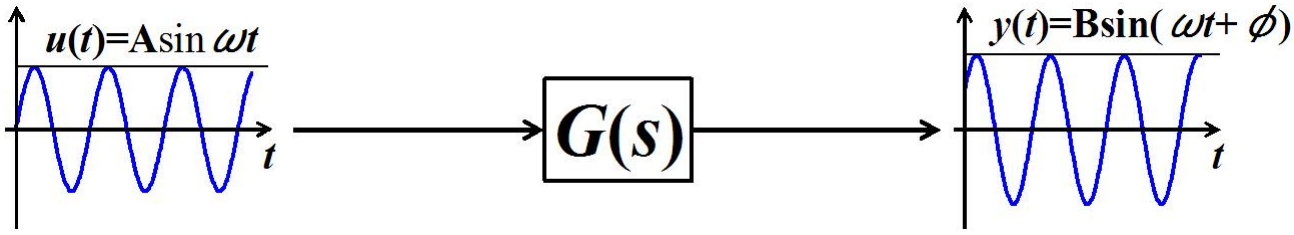

Fig. 8　周波数応答法

このシステム $G(s)$ へ入力 $u(t)$ として，正弦波 $u(t) = A\sin\omega t$ を加えると，

出力 $y(t)$ は定常状態において，$y(t) = B\sin(\omega t + \phi)$ となる．

定常状態において，入力と出力は同じ周波数であり，異なるのは振幅と位相だけである．入力の角周波数 ω を変化させた時の振幅と位相がどのように変化するかという特性を周波数特性という．

入力 $u(t)$ と出力 $y(t)$ の振幅変化をゲイン (gain)$|G(j\omega)|$ といい，位相の差を位相差，または単に位相 (phase)$\angle G(j\omega)$ という．よって，ある周波数 ω におけるシステム $G(s)$ のゲインと位相差は

$$|G(j\omega)| = \frac{B}{A} \tag{8}$$

$$\angle G(j\omega) = \phi \tag{9}$$

となる．

3.2 相関法

周波数応答法により実験データを取得すると，Fig.9,10 のように実際のゲインと位相を測定出来ない．

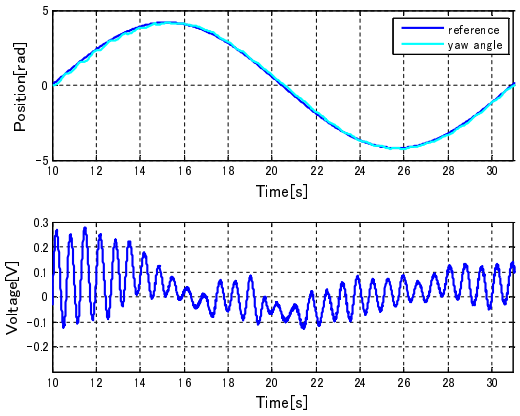

Fig. 9　角速度 0.3[rad/s] の周波数応答

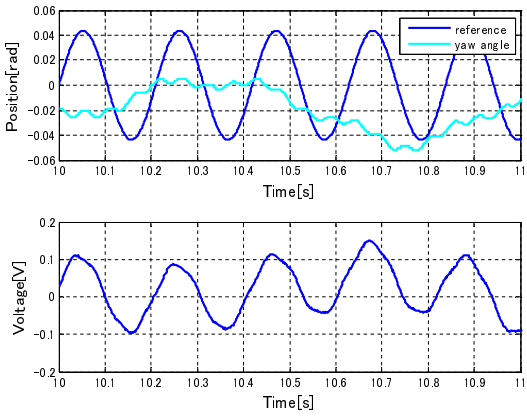

Fig. 10　角速度 30[rad/s] の周波数応答

よって，以下のような相関法という推定法を使用する．

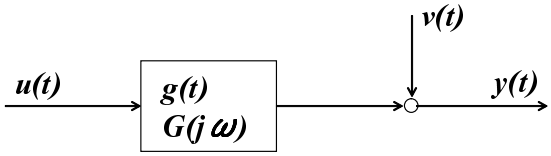

Fig. 11　相関法モデル図

Fig.11 のシステムを考える．入力として正弦波信号 $u(t) = A\sin(\omega t)$ を加えた場合，出力は

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\omega t + \theta_k) + v(t) \tag{10}$$

と表せる．右辺第一項 (k=1) の $B_1 \sin(\omega t + \theta_1)$ が推定したい周波数応答で，それ以外の項 $\sum_{k=2}^{\infty} B_k \sin(k\omega t+\theta_k)+v(t)$ はシステムの非線形歪などによって生じる高周波である．$v(t)$ は観測雑音で，平均値は 0 の定常過程とする．

ここで，式 (10) の両辺に $\sin(\omega t)$ を乗じて，$T = 2n\pi/\omega$ で平均をとると

$$U = \frac{1}{T}\int_0^T y(t)\sin\omega t dt = \sum_{k=1}^{\infty}\frac{B_k}{T}\int_0^T \sin(k\omega t+\theta_k)\sin\omega t dt + \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\sin\omega t dt \tag{11}$$

$$= \frac{B_1}{T}\int_0^T \sin(\omega t+\theta_1)\sin\omega t dt + \sum_{k=2}^{\infty}\frac{B_k}{T}\int_0^T \sin(k\omega t+\theta_k)\sin\omega t dt + \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\sin\omega t dt \tag{12}$$

$$= I_1 + I_2 + I_3 \tag{13}$$

となる．ここで三角関数の直行性

三角関数の直行性

$$\int_0^T \sin n\omega t \sin m\omega t dt = \begin{cases} \frac{T}{2} & (n=m) \\ 0 & (n\neq m) \end{cases} \tag{14}$$

$$\int_0^T \cos n\omega t \cos m\omega t dt = \begin{cases} \frac{T}{2} & (n=m) \\ 0 & (n\neq m) \end{cases} \tag{15}$$

より，

$$I_1 = \frac{1}{2}B_1\cos\theta_1 \quad , \quad I_2 = 0 \tag{16}$$

を得ることが出来る．

ここで式 (16) は T が十分大きければ，T が $2\pi/\omega$ の整数倍でなくても近似的に成立する．I_3 は確率過程 $v(t)$ の関数であるから確立変数である．$v(t)$ の平均は 0 なので，$I_3 = 0$ となる．

ここで，ωt を大きくし，I_1 に対して I_3 を無視すると式 (13) は

$$U \cong \frac{1}{2} B_1 \cos\theta_1 \tag{17}$$

となる．次に，式 (10) の両辺に $\cos\omega t$ を乗じて，$T = 2n\pi/\omega$ で平均をとると

$$U' = I_1' + I_2' + I_3' = \frac{1}{2} B_1 \sin\theta_1 + 0 + I_3' \tag{18}$$

$$= \frac{1}{2} B_1 \sin\theta_1 + I_3' \tag{19}$$

が得られ，I_3' は I_3 と同程度と考えると，

$$U' \cong \frac{1}{2} B_1 \sin\theta_1 \tag{20}$$

が得られる．

ここで，同定しようとしているシステムの振幅比 $|G(j\omega)|$ と位相差 $\arg G(j\omega)$ は式 (17)，(20) から

$$|G(j\omega)| = \frac{B_1}{A} = \frac{2}{A}\frac{B_1}{2}\sqrt{\cos^2\theta_1 + \sin^2\theta_1} \cong \frac{2}{A}\sqrt{U^2 + U'^2} \tag{21}$$

$$\arg G(j\omega) = \theta_1 = \tan^{-1}\frac{\cos\theta_1}{\sin\theta_1} = \tan^{-1}\frac{\frac{B_1}{2}\cos\theta_1}{\frac{B_1}{2}\sin\theta_1} = \tan^{-1}\frac{U}{U'} \tag{22}$$

を得ることが出来る．

3.3 実験環境

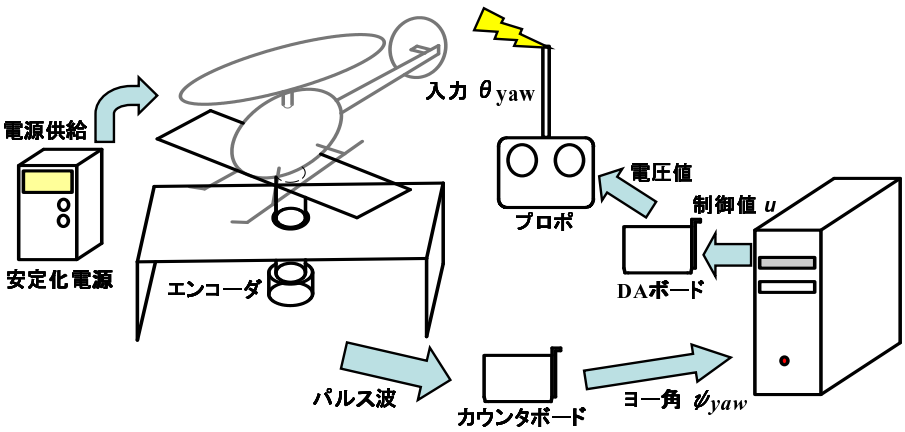

Fig. 12　実験装置モデル図

ヨー軸運動の同定実験環境を，Fig.12 に示す．それぞれの装置の役割は以下のようになる．

1. RT-Linux は電圧値 u（デジタル信号）を DA 変換ボードへ送る．
2. DA 変換ボードは電圧値 u（アナログ信号）をプロポへ負荷する．
3. プロポは，与えられた電圧に応じた電波を RC ヘリコプタに送信する．
4. RC ヘリコプタは電波を受信し，テールロータ部のサーボモータを角度 *theta* だけ動かす．
5. サーボモータの角度 θ だけ動くと，テールロータスウォッシュプレートが上下し，推力が変化する．この結果，ヨー軸運動が発生する．
6. エンコーダは RC ヘリコプタのヨー角を読み取りパルス波をカウンタボードに送る．
7. カウンタボードはパルス波の数を数え RT-Linux に送る．

8. RT-Linux は，パルス波の数から RC ヘリコプタのヨー角 ψ を得る．

また，RC ヘリコプタの電力は本来バッテリーから供給されるが，消耗が激しく同定実験には不向きである．よって，安定化電源によって一定の電力を供給することにした．

3.4　システム同定とパラメータフィッティング

運動方程式から得たヨー軸運動モデル $G_y(s)$ は，(7) より

$$G_y(s) = \frac{b_0}{s(s+a_0)} \tag{23}$$

となる．式 (23) のパラメータ a_0, b_0 は測定困難なパラメータを多く含むため，システム同定とパラメータフィッティングによってパラメータを推定する．

しかし，$G_y(s)$ は積分器を持っているため，開ループでのシステム同定は困難である．よって，適当な補償器により閉ループを安定化させ，システム同定を行なう．閉ループの補償器は

$$K_y(s) = 0.5 \cdot \frac{10s+1}{10s} \cdot \frac{0.3942s+1}{0.08572s+1} \tag{24}$$

を使用した．

周波数応答法を測定するため，正弦波挿引を行なう．

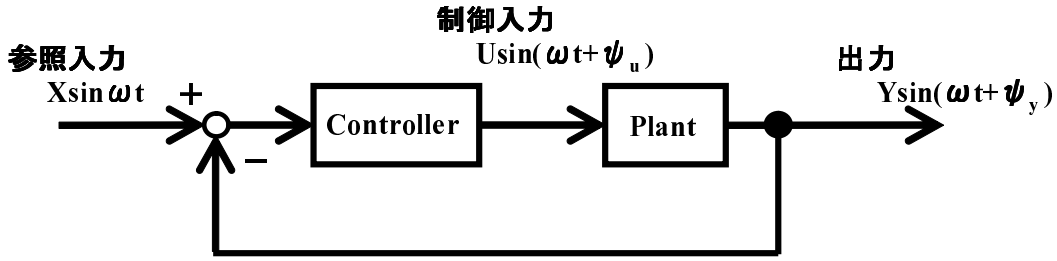

Fig. 13　正弦波挿引

Fig.13 のように, 参照入力として正弦波を与え, そのときの制御入力と出力を測定する．その正弦波の角周波数は 0.015～100[rad/s] の 24 点を各点で 3 回測定した．代表例として角周波数 0.2[rad/s],2[rad/s],20[rad/s] の時の応答を Fig.14～16 に示す．

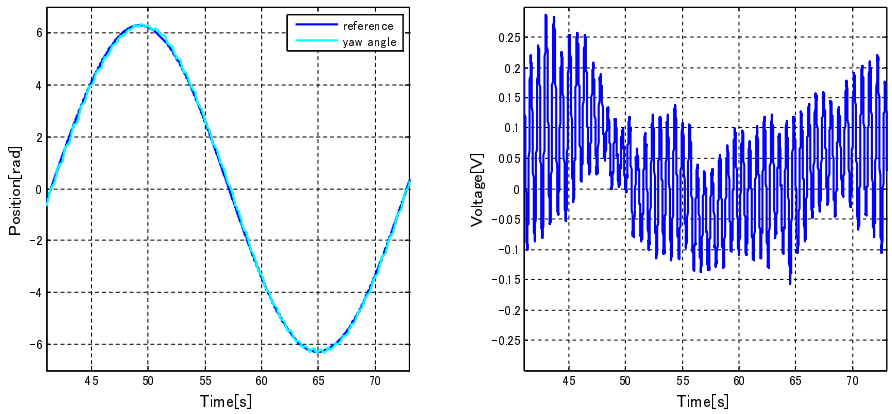

Fig. 14　角周波数 0.2[rad/s] の周波数応答

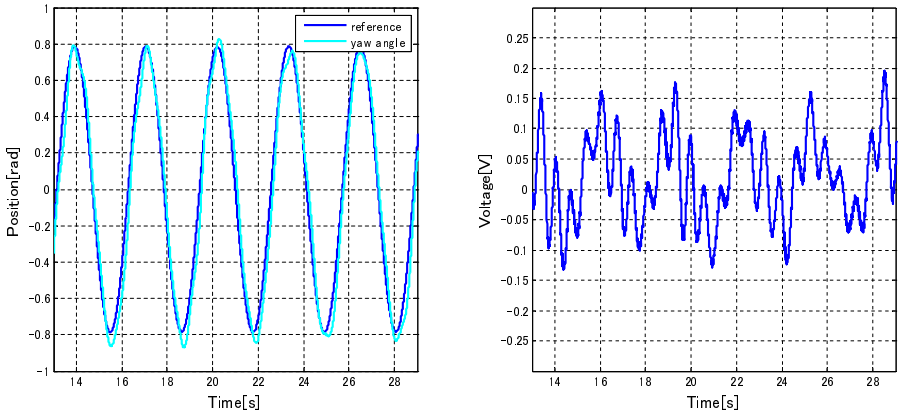

Fig. 15　角周波数 2[rad/s] の周波数応答

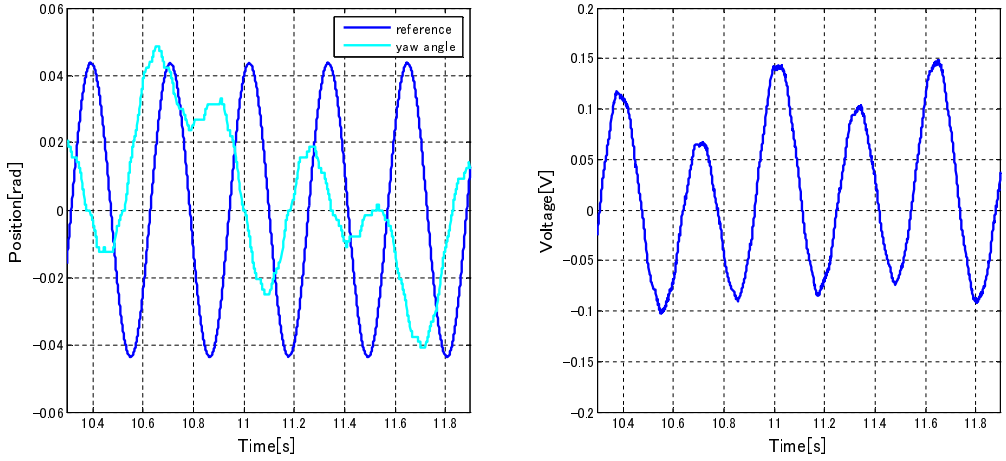

Fig. 16　角周波数 20[rad/s] の周波数応答

得られたゲインと位相を元にフィッティングを行なった．これによって得られたヨー軸運動の伝達関数 $P_y(s)$ は

$$P_y(s) = \frac{53}{s(s+2.25)} \tag{25}$$

となった．$P_y(s)$ を Fig.17 に示す．

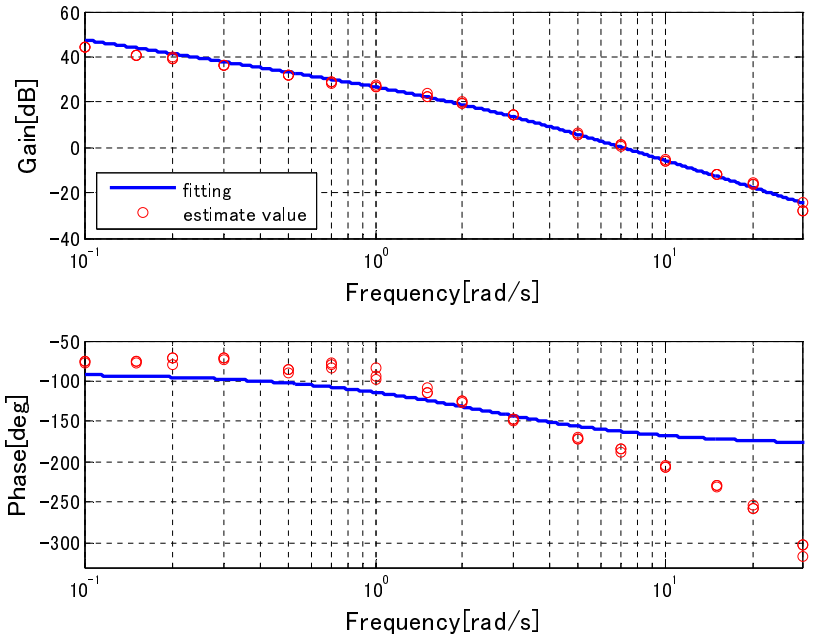

Fig. 17　ヨー軸運動の周波数応答

4　二自由度制御系設計

4.1　二自由度制御系

制御の主な目的の一つは，制御対象の出力 $y(t)$ フィードバックコントローラ $G_{FB}(s)$ は追従偏差 $r(t)-y(t)$ を目標値信号 $r(t)$ に追従させることになる．この目的のために用いられる方法は，追従偏差 $r(t)-y(t)$ をフィードバックすることである．

これによって，外乱の影響を抑制，制御対象の特性変動やモデル化誤差の影響を低減，不安定系を安定化などの特性を実現出来る．

ところが，目標値に対する応答も外乱に対する応答も両方考慮しなければならない様な設計仕様への対応は困難である．また，目標値応答に限っても，過渡応答特性を満足できない場合がある．

また，単に目標値応答の整形だけを考えるなら，フィードフォワード制御が簡単である．実際，望ましい目標値応答のモデル伝達関数 $G_M(s)$ が与えられたとして，制御系の $r(t)$ から $y(t)$ までの伝達関数 $G_{yr}(s)$ を一致させようと思えば，フィードフォワードのコントローラは目標値応答のモデル伝達関数 $G_M(s)$ にプラントの伝達関数 $G_{yr}(s)$ の逆数をかけたものにするとよい．ただし，この場合は外乱やプラントのモデル化誤差に全く対応出来ず，不安定系を安定化することも出来ない．

フィードバック制御とフィードフォワード制御には以上のような利点と欠点がある．このような利点を生かしつつ，欠点を克服する方法として，フィードバックとフィードフォワードを共に含む二自由度制御系がある．二自由度制御系を Fig.18 に示す．

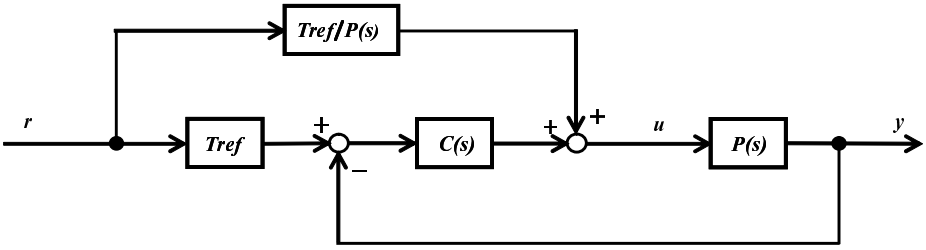

Fig. 18　二自由度制御系

4.2　二自由度制御系の構造と設計法

先ず，目標値応答を設定出来るように，

$$G_{ff}(s) = \frac{Tref}{P(s)} \cdot r(s) \tag{26}$$

なるフィードフォワード制御を考える．この時，外乱もモデル化誤差も無ければ，

$$y(s) = Tref \cdot r(s) \tag{27}$$

となる．さらに，モデル化誤差などがあり式 (27) が成立しない場合に備えて，望ましい出力 $Tref \cdot r(s)$ と実際の出力 $y(s)$ との差をフィードバックする

$$G_{fb}(s) = C(s)\Big(Tref \cdot r(s) - y(s)\Big) \tag{28}$$

を考える．そして，式 26 と式 28 を加えた

$$u(s) = G_{ff}(s) + G_{fb}(s) \tag{29}$$

によって制御入力を定めるとする．この制御系のブロック線図が Fig.18 である．

4.3　二自由度制御系設計

はじめに，システム同定とパラメータフィッティングによって求めたヨー軸運動の伝達関数を使用して，フィードバックコントローラ $C(s)$ を設計する．

設計目標としては，定常偏差を無くし位相余裕を持たせるようにして設計したフィードバックコントローラ $C(s)$ は，

$$C(s) = 0.5 \cdot \frac{s+1}{s} \cdot \frac{0.2134s+1}{0.05784s+1} \tag{30}$$

となった．プラントとフィードバックコントローラの開ループを Fig.19 に示す．

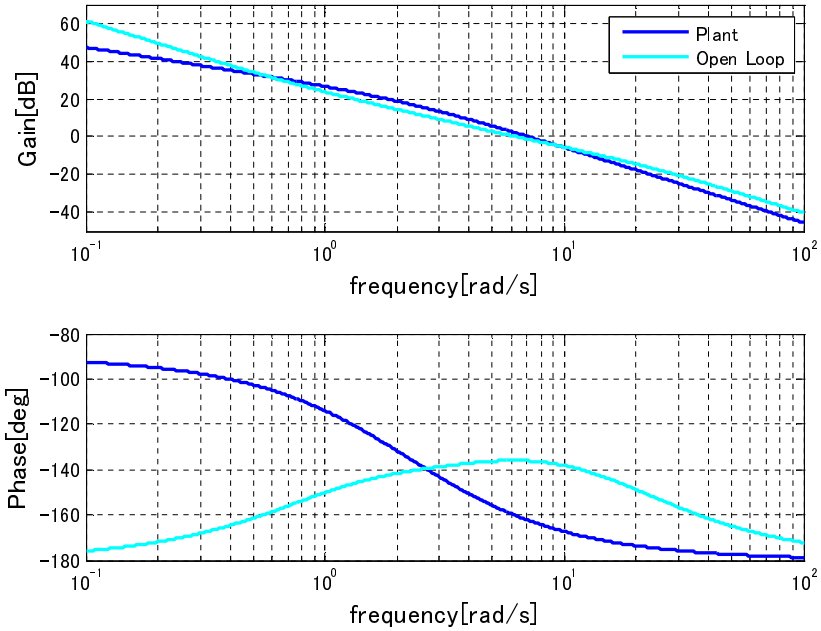

Fig. 19　フィードバックコントローラの設計

次に，目標値応答の整形としてフィードフォワードコントローラ $Tref$ を設計する．ヨー軸運動の伝達関数が 2 次なので，$Tref/P(s)$ を厳密にプロパーにするため，$Tref$ は 3 次にすることにした．また，目標値を $\pi/6$ でステップ応答をした時に 1 秒で目標値に到達出来るように ω を選定した．このようにして選定したフィードフォワードコントローラ $Tref$ は

$$Tref = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega + \omega^2} \cdot \frac{\omega}{s + \omega} \tag{31}$$

を選定した．ただし，$\zeta = 0.9, \omega = 6.28$ である．

5　ステップ応答実験

前章で設計したコントローラを用いてステップ応答のシミュレーションと実験を行なった．シミュレーション・実験共に実験開始から 10 秒後に目標値 $\pi/6$ でステップ入力を加えた結果を Fig.20 に示す．

Fig.20 のシミュレーションとは，理想的なモデル化誤差の無いプラントである為にリファレンスモデルを描いているだけなのだが，ステップ応答の立ち上がりなどはシミュレーションと実験結果は似た応答をしている．よって，システム同定とパラメータフィッティングにより求めたヨー軸運動の伝達関数はある程度妥当であるといえる．

また，ステップ応答の実験結果は高周波振動を含んでいるので正しく判断は出来ないが，実験結果はオーバーシュートが無いように見え，前章で設計した二自由度コントローラは良好な性能を示しているといえる．

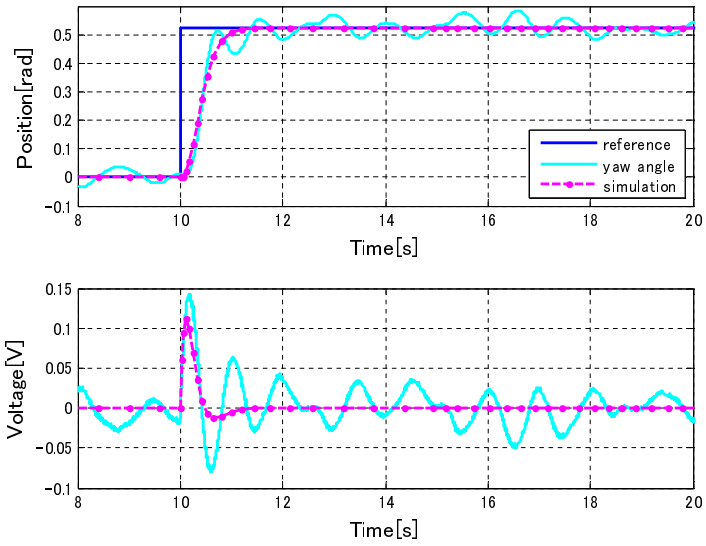

Fig. 20　目標値 $\pi/6$ でのステップ応答

5.1　連続ステップでのステップ応答

前章で設計した二自由度コントローラを使用して，初期値が 0，目標値を 10 秒間隔で今いる位置から

$$+\frac{\pi}{6},+\frac{\pi}{3},-\frac{\pi}{2},-\frac{\pi}{6},-\frac{\pi}{3},+\frac{\pi}{2}$$

と入力したときの応答を Fig.21 に示す.

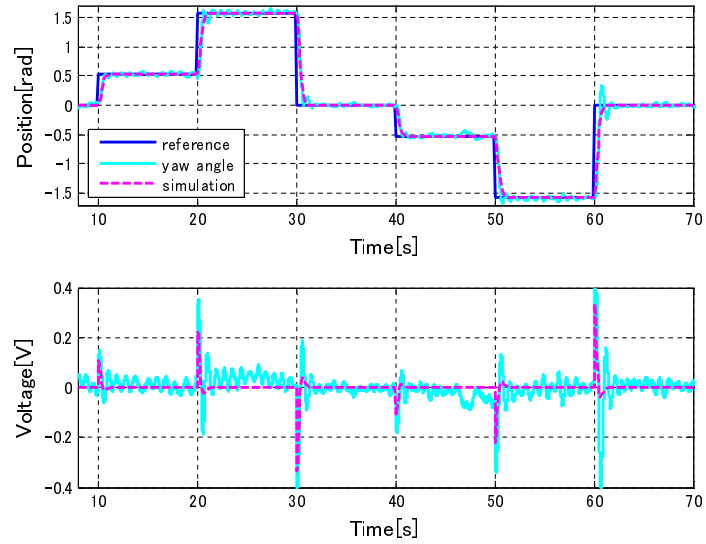

Fig. 21　連続ステップ入力のステップ応答

Fig.21 は制御入力 u が入力拘束 $\pm 0.4[V]$ に引っ掛かり飽和しているため，良好な制御性能を示しているとはいえないが次のようなことが読み取れる.

Fig.21 の Position がプラス方向への運動は，テイル・ロータの推力を増やし，メイン・ロータの反トルクと均衡の取れていたテイル・ロータのトルクを増やす事によって生じた運動であり，これに対し，Position がマイナス方向への運動

は，テイル・ロータの推力を減らし，メイン・ロータの反トルクと均衡の取れていたテイル・ロータのトルクを減らし事によって生じた運動である．

Fig.21 や Fig.14 の制御入力の量やオーバーシュートの量から以上の 2 つの運動は特性が違うように読み取れる．

5.2　リファレンスモデルの再選定

Fig.21 より前章で設計したコントローラは，目標値 $\pi/2$ でのステップ応答では制御入力が飽和し，オーバーシュートも出ている．よって，目標値に 1 秒で到達するリファレンスモデルには無理があると判断し，リファレンスモデルを再選定した．再選定したリファレンスモデルは以下の通りである．

$$Tref = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega + \omega^2} \cdot \frac{\omega}{s + \omega} \tag{32}$$

ただし，$\zeta = 0.9, \omega = 4.1888$ である．

この再選定をしたリファレンスモデル (32) と，前章で設計したフィードバックコントローラ (30) を使用して二自由度コントローラを設計した．

この設計したコントローラを使用してステップ応答実験を Fig.22 に示す．

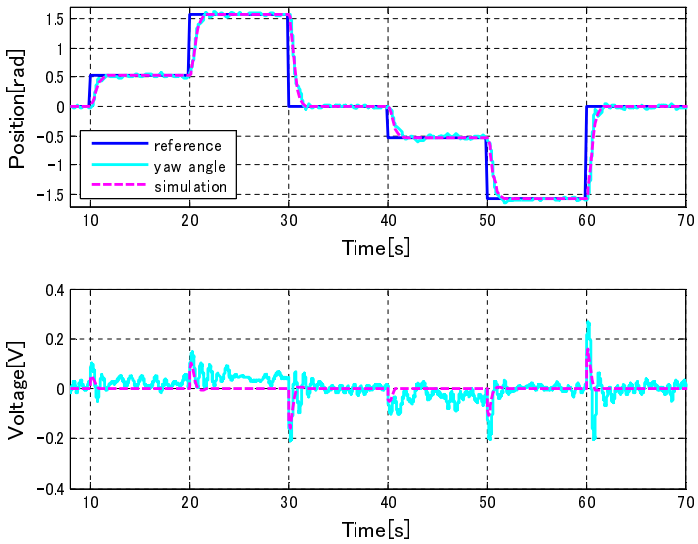

Fig. 22　連続ステップ入力の応答

新たに設計したコントローラは，Fig.22 より制御入力が飽和しておらず，オーバーシュートもほとんど無い．よって，新たに設計したコントローラは目標値 $\pi/2$ のまでのステップ入力に良好の応答を示すと言える．

6　終わりに

6.1　まとめ

本研究は，モデルヘリコプタの 3 軸制御を目標とし，その最初の段階としてヨー軸運動の同定実験環境と制御実験環境の構築をした．そして，構築した環境を利用してヨー軸運動のシステム同定を行い，同定によって得られたパラメータを使用してヨー軸運動を制御する補償器を設計し，補償器の性能を検証した．

6.2　今後の課題

「連続ステップ入力のステップ応答」の章で述べたように，ヨー軸運動の回転方向により特性が違う．そこで，制御要求と使用環境を考慮し，今回同定で求めたパラメータと補償器が妥当であるかを検討しなければならない．検討の結果，再同定を行なう必要も出てくる可能性がある．

そして，ヨー軸運動が要求する制御性能を満たし後，ロール・ピッチ軸運動の制御環境の構築と同定，補償器の設計が今後の課題となる．

参考文献

[1] 峰村紘史, “ 拘束システムに対するリファレンスガバナの実装と検証 ”, RC ヘリコプタ制御系への適用 ”, 大阪大学　修士論文, 2004

[2] ミネムラヒロ史, “ RC ヘリコプタの 3 軸姿勢制御の制御実験　取扱説明書 ”, 大阪大学　大学院工学研究科　電子制御機械工学専攻, 2004

[3] 加藤寛一朗・今永勇生, “ ヘリコプタ入門”, 東京大学出版会, 1985, 第 8 版

[4] 大山恭弘・山野修・古田勝久, “ ラジコンヘリコプタのモデリングと制御”, 計測自動制御学会論文集, 第 20 巻, 第 4 号, pp.70-76, 1984

[5] 佐藤崇, “ GUI シミュレーションプログラムの作成と新 4 号機の同定 ”, 平田研究室研究報告セミナー, cs06re70b

[6] 石村裕幸, “ 周波数応答法を用いた制御対象の同定 ”, 平田研究室研究報告セミナー, cs07re62

Table 1　**付録　　各種装置の仕様**

名称	型番	製造元	備考
RC ヘリコプタ	EP CONCEPT	京商	メインロータ直径 86.6[*cm*] テイルロータ直径 17.7[*cm*] 全長 69[*cm*]，重量 1.0[*kg*]
プロポ	T6XHS	Futaba	PCM1024
エンコーダ	E6B2-CWZ3	omron	分解能 1000[*P*/*R*] 4 逓倍で使用
安定化電源 （RC ヘリコプタ用）	PS10-35	KENWOOD	出力電圧 8.90[*V*] 限界電圧 22[*A*] で使用
安定化電源 （エンコーダ，ジャイロ，プロポ用）	S82J-5112	omron	出力 12[*V*], 1[*A*]
計算機 (RT-Linux)	自作機	平田研究室	OS:Vain Linux 3.2 カーネル:2.4.29 RT-Linux:3.2-rc1 CPU:CeleronD 2.66GHz メモリ:512MB
DA 変換ボード	PCI-3338	Interface	12Bit ユニポーラで使用
AD 変換ボード	PCI-3153	Interface	12Bit ユニポーラで使用
カウンタボード	PCI-6201E	Interface	4 逓倍で使用